УДК 621.382.323

РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ПАССИВНЫХ АТТЕНЮАТОРАХ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

В.И. Туев

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
E-mail: tvi@tv2.tomsk.ru

Предложен метод расчета нелинейных передаточных функций пассивных аттенюаторов на полевых транзисторах. Метод пригоден для расчета регулировочной характеристики и нелинейных искажений аттенюаторов на полевых транзисторах с затвором на основе p-n перехода, МДП-структуры и барьера Шотки. Представлены результаты исследования аттенюаторов с параллельным, последовательным и смешанным соединением регулируемых элементов.

Пассивные электрически управляемые аттенюаторы, в которых в качестве двухполюсников с изменяемыми параметрами используют полевые транзисторы (ПТ), применяются в системах автоматической регулировки усиления радиоприемных и радиопередающих трактов аппаратуры связи и телевидения, в системах связи, измерительной аппаратуре, в технике звуковоспроизведения в качестве регуляторов громкости и т. д. [1, 2]. Задача расчета нелинейных искажений (НИ) в этих устройствах решена не окончательно. Известные результаты [2, 3] имеют частный характер, обусловленный используемой аппроксимацией выходных вольт-амперных характеристик (ВАХ) транзистора конкретного типа, носят количественное и качественное расхождение с экспериментальными данными.

Цель работы – вывод соотношений для расчета НИ в пассивных аттенюаторах на ПТ. Вывод формул произведен в рамках метода нелинейного тока (МНТ), применяемого для расчета нелинейных передаточных функций (НПФ) цепей класса Вольтерра [4].

Типовые схемы наиболее часто используемых аттенюаторов на ПТ приведены на рис. 1 [2].

Моделирование свойств ПТ как регулируемых двухполюсников основано на применении аналитического описания нелинейной зависимости тока стока I_C от напряжений на затворе U_1 и стоке U_2 относительно внутреннего истока, отделенного от внешнего вывода паразитным сопротивлением неуправляемой части канала $r_и$:

$$I_C = \frac{I_0}{1-\left(\frac{U_2}{U_{ДОП}}\right)^n}\left(1-e^{-\frac{DU_2}{U_1-U_0'}}+FU_2\right)\times$$
$$\times\left(1+Qe^{-\sqrt{RU_2^{\psi_1}+T\left(|U_1|+V\right)^{\psi_2}}}\right), \qquad (1)$$

где

$$I_0 = A(U_1-U_0)^B\frac{1}{1+\left(\frac{U_1U_2}{P}\right)^K}, \qquad (2)$$

A, B, D, F, K, P, Q, R, T, ψ_1, ψ_2, n – коэффициенты аппроксимации, U_0 – пороговое напряжение (напряжение отсечки), $U_{ДОП}$ – максимально допустимое стоковое напряжение, V – контактная разность потенциалов. A – коэффициент пропорциональности, B – показатель, характеризующий степень нелинейности зависимости I_C от U_1 в пологой области выходных ВАХ. Коэффициенты P и K отражают влияние на ВАХ насыщения дрейфовой скорости носителей в канале транзистора. Этот эффект заметно проявляется в мощных транзисторах; для маломощных третий сомножитель в (2) принимают равным 1.

Второй сомножитель в (1) характеризует выходную ВАХ, слагаемое FU_2 описывает поведение I_C в пологой области и отражает эффекты укорочения канала и электростатической обратной связи между стоком и каналом в МДП ПТ. Для ПТ с *p-n* затвором и затвором Шотки (ПТШ) F=0.

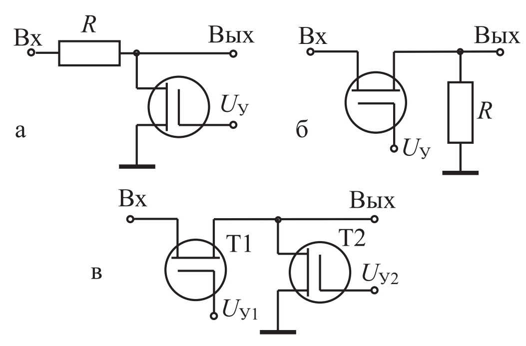


Рис. 1. *Типовые схемы пассивных аттенюаторов на ПТ с параллельным (а), последовательным (б) и смешанным (в) соединением регулируемых элементов*

Коэффициенты Q, R, T, ψ_1, ψ_2 описывают влияние на ВАХ насыщения дрейфовой скорости носителей, наблюдаемое в ПТШ средней и большой мощности. Для маломощных ПТШ и кремниевых транзисторов третьим сомножителем в (1), содержащим эти коэффициенты, можно пренебречь.

Коэффициент n отражает возрастание I_C вследствие лавинного умножения носителей при пробое стоковой области.

Численные значения коэффициентов аппроксимации и величина $r_и$ для кремниевых МДП-ПТ и ПТШ приведены в [5, 6], для некоторых типов ПТ с затвором в виде p-n перехода – в табл. 1.

Выражения (1, 2) с погрешностью не более 20 % описывают семейство ВАХ при напряжениях на затворе транзистора от U_0 до 0 (ПТ с p-n затвором и ПТШ), от U_0 до значения, соответствующего максимальному току стока (МДП-ПТ), и в диапазоне от V до $U_{ДОП}$ напряжений на стоке для всех типов ПТ.

Таблица 1. *Коэффициенты аппроксимации и значение $r_и$ для ПТ с p-n затвором в рабочей области ВАХ*

Тип ПТ	A	B	D	$r_и$, Ом	U_0, В
КП103	0,76	1,95	1,10	20	1,25
КП303	1,53	1,57	0,90	12	−2,50
КП312	1,90	1,40	2,53	20	−4,75

Расчет переменных составляющих тока стока ПТ в соответствии с МНТ производится в виде

$$i = \sum_{n=1}^{N} i_n, \tag{3}$$

где N – наивысший порядок учитываемой нелинейности, i_n – нелинейный ток n-го порядка.

На основании обобщенных формул для расчета нелинейных эквивалентных источников тока многоэлектродных активных элементов [7] составляющие тока первых трех порядков (N=3), представляющие наибольший практический интерес [2–4], можно представить в виде

$$i_1 = \sum_{k=1}^{2} g_k^{(1)} u_k^{(1)}, \tag{4}$$

$$i_2 = \sum_{k=1}^{3} i_{2_k}, \tag{5}$$

$$i_{2_1} = g_1^{(2)} [u_1^{(1)}]^2,\ i_{2_2} = g_2^{(2)} [u_2^{(1)}]^2,\ i_{2_3} = g_{1,2}^{(1+1)} u_1^{(1)} u_2^{(1)}, \tag{6}$$

$$i_3 = \sum_{k=1}^{8} i_{3_k}, \tag{7}$$

$$i_{3_1} = g_1^{(3)}[u_1^{(1)}]^3,\ i_{3_2} = g_2^{(3)}[u_2^{(1)}]^3,\ i_{3_3} = g_{1,2}^{(2+1)}[u_1^{(1)}]^2 u_2^{(1)},$$
$$i_{3_4} = g_{1,2}^{(1+2)}[u_2^{(1)}]^2 u_1^{(1)},\ i_{3_5} = 2g_1^{(2)} u_1^{(1)} u_1^{(2)},\ i_{3_6} = g_2^{(2)} u_2^{(1)} u_2^{(2)},$$
$$i_{3_7} = 2g_{1,2}^{(1+1)} u_1^{(1)} u_2^{(2)},\ i_{3_8} = 2g_{1,2}^{(1+1)} u_1^{(2)} u_2^{(1)}, \tag{8}$$

где $g^{(.)}$ – частные и смешанные проводимости, определяемые из разложения (1) в кратный ряд Тейлора в окрестности рабочей точки, определяемой напряжениями смещения U_{10}, U_{20}:

$$g_{1,2}^{(m_1+m_2)} = \frac{1}{m_1!\,m_2!} \frac{\partial^{m_1+m_2} I_C(U_{10}, U_{20})}{\partial U_1^{m_1} \partial U_2^{m_2}}. \tag{9}$$

Эквивалентная схема аттенюатора с параллельным включением ПТ для переменного тока представлена на рис. 2.

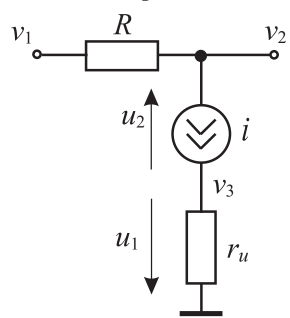


Рис. 2. *Эквивалентная схема аттенюатора с параллельным включением ПТ: u_1 – напряжение на затворе, u_2 – на стоке ПТ относительно внутреннего истока*

Для узловых потенциалов в схеме, рис. 2, справедливы соотношения:

$$\begin{cases} v_2^{(n)} = v_1^{(n)} - Ri_n \\ v_3^{(n)} = r_u i_n \end{cases}. \tag{10}$$

Здесь и далее n=1,...,N.

В соответствии с МНТ расчет НПФ первого порядка, т. е. регулировочной характеристики аттенюатора, проводится при i=i_1 в (3). Численные расчеты показывают, что при малых напряжениях смещения на стоке U_{20} (в крутой области выходных ВАХ ПТ) выполняется неравенство $g_1^{(1)} \ll g_2^{(1)}$ и, соответственно, выражение (4) может быть упрощено:

$$i_1 \approx g_2^{(1)} u_2^{(1)}. \tag{11}$$

Решая систему уравнений (10) с учетом (11), получим нормированные к уровню входного сигнала узловые потенциалы и напряжения на управляющих электродах ПТ

$$v_3^{(1)} = \frac{g_2^{(1)} r_u}{1 + g_2^{(1)}(r_u + R)}, \tag{12}$$

$$v_2^{(1)} = \frac{1 + g_2^{(1)} r_u}{1 + g_2^{(1)}(r_u + R)}, \tag{13}$$

$$u_1^{(1)} = -v_3^{(1)} = \frac{-g_2^{(1)} r_u}{1 + g_2^{(1)}(r_u + R)}, \qquad (14)$$

$$u_2^{(1)} = v_2^{(1)} - v_3^{(1)} = \frac{1}{1 + g_2^{(1)}(r_u + R)}. \qquad (15)$$

Соответственно выражение для расчета НПФ первого порядка H_1 имеет вид

$$H_1 = v_2^{(1)} = \frac{1 + g_2^{(1)} r_u}{1 + g_2^{(1)}(r_u + R)}. \qquad (16)$$

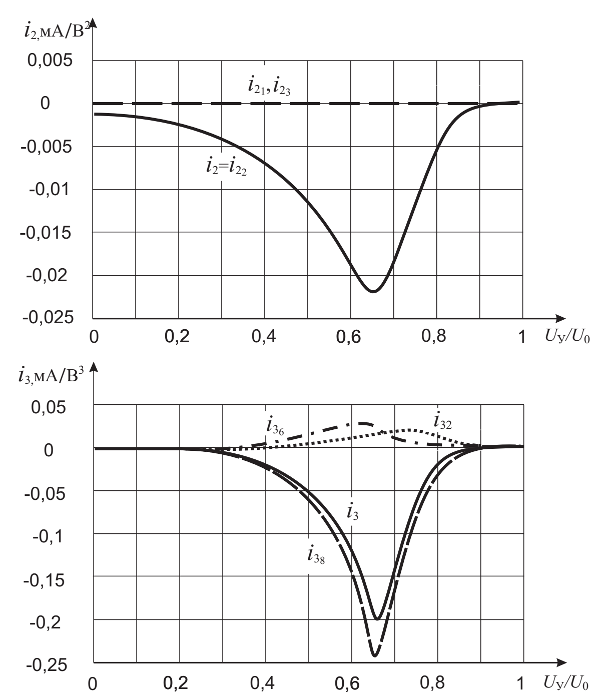


Рис. 3. *Составляющие нелинейных токов второго i_2 и третьего i_3 порядков в схеме аттенюатора с параллельным включением ПТ типа КП305*

Расчет НПФ более высоких порядков H_n производится по аналогичным (10–15) соотношениям, полученным при $i=i_n$ и $v_1=0$:

$$v_3^{(n)} = i_n \frac{1 - \left(\frac{R}{(1 + g_2^{(1)} r_u)(1 + g_2^{(1)} R)} \right)\left(\frac{1}{R} + g_2^{(1)} \right)}{g_2^{(1)}}, \qquad (17)$$

$$v_2^{(n)} = H_n = \frac{-i_n R}{(1 + g_2^{(1)} r_u)(1 + g_2^{(1)} R)}. \qquad (18)$$

Определяя частные и смешанные производные в соответствии с (9) при варьировании управляющего напряжения $U_у=U_{10}$ в диапазоне от U_0 до 0 и фиксированном значении U_{20}=0,6 В [8] и подставляя их в (5–8), рассчитаем токи i_2 и i_3. Численные значения составляющих токов для ПТ КП305 [5] приведены на рис. 3. Основной вклад в нелинейный ток второго порядка вносит нелинейность выходной проводимости ПТ $g_2^{(2)}$. Нелинейный ток третьего порядка определяется следующими составляющими, приведенными в порядке их значимости: составляющей i_{38}, образованной в результате нелинейно-параметрического взаимодействия линейного напряжения на стоке и напряжения второго порядка на затворе на смешанной проводимости второго порядка $g_{1,2}^{(1+1)}$; составляющей i_{36}, полученной взаимодействием напряжений первого и второго порядков на квадратичной нелинейности стока $g_2^{(2)}$; составляющей i_{32}, являющейся результатом влияния кубичной нелинейности выходной проводимости $g_2^{(3)}$.

Выражения для расчета НПФ аттенюаторов как с параллельным, так и с последовательным и смешанным соединениями ПТ (рис. 1), найденные в результате аналогичных (10–18) вычислений, сведены в табл. 2.

Регулировочная характеристика и коэффициент гармоник $K_г$ в диапазоне регулирования аттенюаторов с параллельным, последовательным и смешанным соединением регулируемых элементов приведены на рис. 4. Расчетное значение коэффициента гармоник определено по формулам

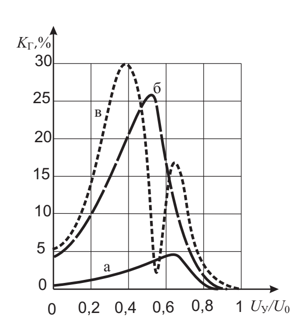
$$K_Г = \sqrt{K_{Г2}^2 + K_{Г3}^2}, \quad K_{Г2} = \frac{H_2 U_{вх}}{2H_1}, \quad K_{Г3} = \frac{H_3 (U_{вх})^2}{4H_1} \quad [2]$$

при среднеквадратическом значении входного сигнала $U_{вх}$=100 мВ. Расчет параметров аттенюатора со

Таблица 2. *Выражения для расчета НПФ аттенюаторов на ПТ с параллельным, последовательным и смешанным соединением регулируемых элементов*

Функция	Рис. 1, *а*	Рис. 1, *б*	Рис. 1, *в*
H_1	$\frac{1 + g_2^{(1)} r_u}{1 + g_2^{(1)}(r_u + R)}$	$\frac{g_2^{(1)} R}{1 + g_2^{(1)}(r_u + R)}$	$\frac{1 + [g_2^{(1)}]_{T2} r_u}{1 + \frac{[g_2^{(1)}]_{T2}}{[g_2^{(1)}]_{T1}} + 2[g_2^{(1)}]_{T2} r_u}$
H_n	$\frac{-i_n R}{(1 + g_2^{(1)} r_u)(1 + g_2^{(1)} R)}$	$\frac{i_n R}{1 + g_2^{(1)}(r_u + R)}$	$\frac{[i_n]_{T1} - [i_n]_{T2} \frac{1 + [g_2^{(1)}]_{T1} r_u}{1 + [g_2^{(1)}]_{T2} r_u}}{[g_2^{(1)}]_{T1} \frac{1 + 2[g_2^{(1)}]_{T2} r_u}{1 + [g_2^{(1)}]_{T2} r_u} + \frac{[g_2^{(1)}]_{T2}}{1 + [g_2^{(1)}]_{T2} r_u}}$

смешанным соединением ПТ производился при следующем соотношении управляющих напряжений на затворах ПТ: $U_{y1}=U_y$; $U_{y2}=U_0-U_{y1}$.



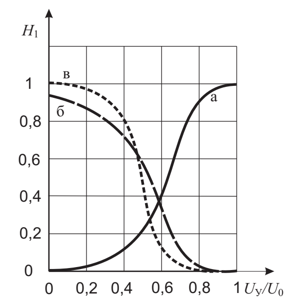


Рис. 4. *Регулировочные характеристики и коэффициенты гармоник $K_г$ аттенюаторов с параллельным при значении R=24 кОм (а), последовательным (R=10 кОм) (б) и смешанным (в) соединением регулируемых элементов*

В подтверждение достоверности полученных теоретических результатов на рис. 5 приведены экспериментальные и расчетные характеристики аттенюатора с параллельным включением ПТ.

В диапазоне управляющих напряжений от 0,3 до 1 варьирование коэффициента передачи аттенюатора осуществляется в пределах от 0,01 до 1, т. е. на 40 дБ. Расхождение расчетных и экспериментальных данных в этих пределах не превышают 20 %. В области малых отношений увеличение погрешности расчета обусловлено неточностью используемой аппроксимации ВАХ ПТ (1).

Таким образом, в статье представлен метод расчета регулировочной характеристики и нелинейных искажений аттенюаторов на полевых транзи-

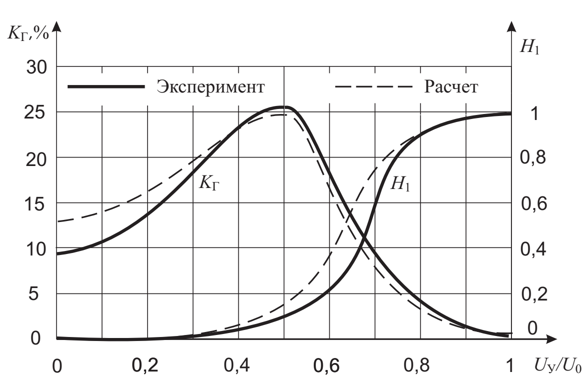


Рис. 5. *Регулировочные характеристики и коэффициент гармоник аттенюатора с параллельным соединением ПТ типа КП305 в условиях постоянного выходного напряжения $u_{вых}$=100 мВ на частоте 1000 Гц*

сторах с различной структурой затвора. Приведены коэффициенты экспоненциально-степенной аппроксимации для ряда полевых транзисторов с затвором на основе *p-n* перехода, представлены расчетные соотношения для составляющих эквивалентного источника тока и для нелинейных передаточных функций. Рассмотрен механизм образования нелинейных токов и выявлены превалирующие источники нелинейности. Даны результаты исследования аттенюаторов с параллельным, последовательным и смешанным соединением регулируемых элементов. Показано, что расхождение расчетных и экспериментальных данных коэффициента гармоник в диапазоне регулирования коэффициента передачи 40 дБ в схеме параллельного аттенюатора на МДП полевом транзисторе не превышает 20 %.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кривицкий Б.Х., Салтыков Е.Н. Системы автоматической регулировки усиления. – М.: Радио и связь, 1982. – 190 с.
2. Богданович Б.М., Ваксер Э.Б., Окулич Н.И. Проектирование элементов радиоприемных устройств (управляемых электронных аттенюаторов). – Минск: Высшая школа, 1979. – 192 с.
3. Игнатов А.Н., Рянский А.И. Анализ нелинейных свойств полевых транзисторов в области, близкой к отсечке // Радиотехника. – 1980. – № 9. – С. 36–38.
4. Буссганг Дж., Эрман Л., Грейам Дж. Анализ нелинейных систем при воздействии нескольких входных сигналов // ТИИЭР. – 1974. – № 8. – С. 56–92.
5. Жаркой А.Г., Туев В.И. Аппроксимация вольт-амперных характеристик МДП-полевых транзисторов // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1988. – № 5. – С. 69–70.
6. Жаркой А.Г., Туев В.И. Аппроксимация вольт-амперных характеристик GaAs ПТШ со стабильными областями отрицательного сопротивления // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. – 1988. – Вып. 8. – С. 36–41.
7. Жаркой А.Г., Туев В.И. Расчет нелинейных эквивалентных источников тока многоэлектродных активных элементов // Радиотехника и электроника. – 1989. – Т. 34. – № 6. – С. 1142–1150.
8. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. Ч. 1. – М.: Мир, 1984. – 453 с.

Поступила 23.06.2006 г.